

Monostabile Schaltung (Monoflop) in Hochvolt-MOS-Technik

Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 1

Im stationären Ausgangszustand liegt 1 an allen Anschlüssen von G_2 . Als Triggersignal dient der 1-0-Übergang am Ausgang von G_1 . Über C_2 wird der obere Eingang von G_2 ebenfalls kurz 0 und darauf auch der Ausgang von G_2 . Wegen der Rückkopplung über C_1 bleibt dieser Zustand so lange erhalten, bis C_1 soweit umgeladen ist, daß der Schaltkreis an seinem unteren Eingang wieder 1 „erkennt“, auch wenn das Signal am oberen Eingang von G_2 infolge der differenzierenden Wirkung von R_2 und C_2 längst wieder auf 1 ist. Wegen der Rückkopplung über C_1 erfolgt die Rückschaltung ebenfalls mit steiler Flanke. Weitere Triggerimpulse, die vor Ablauf der Haltezeit eintreffen, bleiben unwirksam.

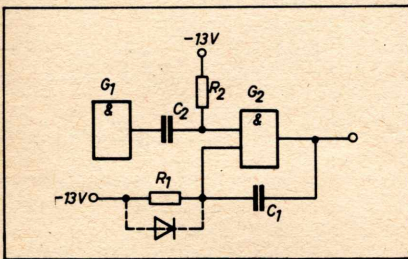


Bild 1: Grundschaltung. Vor Ablauf der Schaltzeit nicht erneut triggerbar

Hinweis zur Dimensionierung

Bei $U_T = -5V$ und $U_2 = -13V$ ist die Impulsdauer $t \sim 1/2 T_1$, $T_1 = R_1 \cdot C_1 \cdot R_1 = 56 k\Omega$ ($> 47 k\Omega$, $R_2 > 47 k\Omega$, $R_2 \cdot C_2 \ll R_1 \cdot C_1$).

Kommt die Zeit zwischen den Ausgangsimpulsen in die Größenordnung der Dauer des Ausgangsimpulses, so muß mit der Diode für eine schnelle Rückladung von C_1 gesorgt werden. Ist dann C_1 größer als die für MOS-Schaltkreise zulässige Ausgangs-Kurzschlußkapazität von 10 nF, so ist in Reihe zur Diode ein Widerstand von $\geq 12 k\Omega$ zur Strombegrenzung zu schalten. Gleiches gilt auch, wenn die Rückflanke des Ausgangssignals steil sein soll. Ohne oder mit einem relativ kleinen Vorwiderstand erfolgt durch die „Klemmwirkung“ der Diode nach einem steilen Abfall um etwa 7 V ein exponentieller Abfall mit der Zeitkonstante T_1 . Wird mit Diode gearbeitet, so ist es günstig, R_1 möglichst groß und C_1 entsprechend klein zu wählen.

G_1 muß eine Amplitude von 11...13 V erzeugen. Das ist z. B. bei Verwendung von U 106 D oder U 107 D gegeben. Bei zu kleiner Amplitude: Fehlfunktion, weil der H-Pegel nicht überschritten wird. Bei zu großer Amplitude unzulässige Spannungen am Eingang von G_2 . Bei kleinem C_2 wird der am Eingang von G_2 wirksame Sprung durch dessen Eingangskapazität noch verringert. Deshalb C_2 möglichst $\geq 330 pF$. Das Differenzierglied R_2, C_2 kann entfallen, wenn C_1 bereits einen geeigneten Triggerimpuls liefert.

Vor Ablauf der Schaltzeit wieder triggerbare monostabile Schaltung

Wirkungsweise

Die Wirkungsweise der Anordnung nach Bild 2 ist wie bei der Grundschaltung. Trifft jedoch vor Ablauf der normalen Haltezeit ein neuer Triggerimpuls ein, so wird C_1 durch den FET wieder entladen, und die Schaltung kippt erst nach Ablauf ihrer Eigenzeit, gerechnet vom letzten Triggerimpuls, zurück. Unter der Voraussetzung, daß der FET ge-

gend niederohmig ist, wird beim wiederholten Triggern der ausgangsseitige Anschluß von C_1 positiv. Durch die Diode wird diese positive Spannung begrenzt und durch den 1-k Ω -Widerstand der in den Schaltkreisausgang hineinfließende Strom. Außerdem erfolgt die Umladung von C_1 dann über die niederohmige Diode und den FET und nicht über den relativ hochohmigen Schaltkreisausgang.

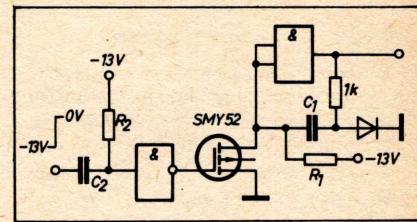


Bild 2: Vor Ablauf der Schaltzeit erneut triggerbare monostabile Schaltung

Hinweise zur Dimensionierung

Die Schaltung arbeitet nur einwandfrei, wenn C_1 während der Dauer des Triggerimpulses ($t_{tr} \approx C_2 \cdot R_2/2$) tatsächlich auf Null entladen wird. Dazu muß

- der Triggerimpuls genügend lang sein
- der FET genügend niederohmig sein
- C_1 möglichst klein sein.

Der maximal zulässige Strom des FETs ist zu beachten. Erforderlichenfalls durch Vorwiderstand begrenzen. Steht ein Triggerimpuls bereits aufbereitet zur Verfügung, so kann auch direkt am Gate des FETs mit L-Pegel getriggert werden, wie in der folgenden Schaltung angegeben.

Vor Ablauf der Schaltzeit wieder triggerbare monostabile Schaltung für besonders kurze Triggerimpulse bzw. relativ lange Haltezeit

Wirkungsweise

Durch Anwendung des bipolaren Transistors gemäß Bild 3 wird der Entladestromkreis für C_1 erheblich niederohmiger und die erforderliche Zeit für die Entladung entsprechend kürzer.

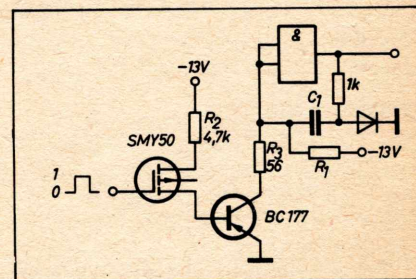


Bild 3: Vor Ablauf der Schaltzeit erneut triggerbare Schaltung für besonders kurze Triggerimpulse oder zur Umladung größerer Kondensatoren C_1 (für lange Schaltzeiten)

Hinweise zur Dimensionierung

Durch Verringerung von R_2 und R_3 sowie Einsatz eines bipolaren Transistors mit größerem zulässigem Strom, z. B. KF 517, kann die zulässige Minimalzeit für den Triggerimpuls weiter verringert werden. Bei Einsatz des SMY 50 ist $R_{2min} = 330 \Omega$ und I_B dann etwa 20 mA.

Dr. Alfred Tolk,

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Entprellung von Kontakten unter Anwendung des Hochvolt-MOS-Technik

1. Entprellung eines Wechselkontaktes

Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 1

Die Rückkopplung über den Widerstand bewirkt, daß auch dann, wenn der Kontakt nach dem ersten Schließen wieder öffnet (ohne jedoch den jeweils anderen Kontakt zu berühren!), das Ausgangspotential in der durch den ersten Kontakt bestimmten Lage bleibt. Das Ausgangssignal ist in beiden Lagen prellfrei.

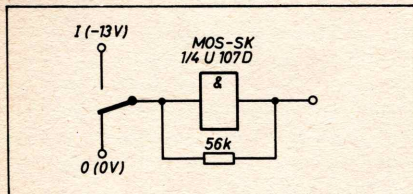


Bild 1: Entprellung eines Wechselkontaktes

Hinweis zur Dimensionierung

Die Dimensionierung des Widerstandes mit $> 47 \text{ k}\Omega$ garantiert, daß der Pegel am Ausgang durch den Umschalter nur innerhalb der für MOS-Schaltungen gültigen Grenzen verändert wird. Der Pegel am Ausgang ändert sich also erst (über die zulässigen Toleranzen hinaus), wenn der Schaltkreis tatsächlich umgeschaltet hat.

2. Entprellung eines Arbeitskontaktes

Wirkungsweise

Beim Schließen des Kontaktes im Bild 2 geht der Ausgang auf Logik 0 und über die Rückkopplung C_1 der andere Eingang ebenfalls. Deshalb bleibt der Ausgang mindestens für eine Zeit, die durch $T = R_1 \cdot C_1$ bestimmt wird, auf Null, auch wenn der Kontakt innerhalb dieser Zeit wieder öffnet (die Prellzeit wird „überbrückt“). Die Rückschaltung erfolgt

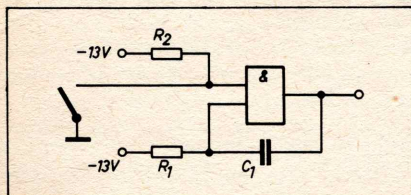


Bild 2: Entprellung eines Arbeitskontaktes

nach Ablauf der Sperrzeit verzögerungsfrei beim Öffnen des Kontaktes.

Hinweis zur Dimensionierung

R_2 : Je nach gewünschter Kontaktbelastung, z. B. $12 \text{ k}\Omega$
 R_1 : $> 47 \text{ k}\Omega$, anderenfalls kann kurz nach dem Umschalten die zulässige Grenze der MOS-Pegel überschritten werden

$T = C_1 \cdot R_1$: Bei $U_T = -5 \text{ V}$ und $U = -13 \text{ V}$ ist $T \approx 2t$

t = gewünschte Entprellzeit (größer als Prellzeit des Kontaktes). Die Zeit ist stark von U_T abhängig, wofür weite Toleranzen gelten; deshalb Sicherheit vorsehen.

3. Erzeugung eines Einzelimpulses definierter Länge

Wirkungsweise

Siehe „Entprellung eines Arbeitskontaktes“. Beim Schließen des Kontaktes unabhängig vom Prellen und tatsächlicher Schließzeit wird am Ausgang ein Einzelimpuls der Länge $t \approx 1/2 T_1$ ($T_1 = R_1 \cdot C_1$) abgegeben, wenn $T_2 = R_2 \cdot C_2 \ll T_1$ ist. Anderenfalls bestimmt T_2 die Länge des Ausgangsimpulses.

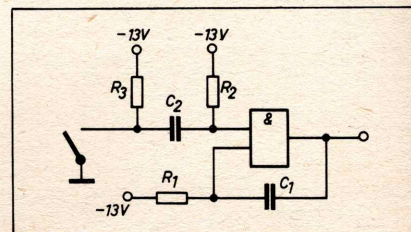


Bild 3: Erzeugung eines Einzelimpulses definierter Länge ohne Beeinflussung von Prellerscheinungen

Hinweis zur Dimensionierung

R_3 wird je nach gewünschter Kontaktbelastung gewählt, z. B. $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$. $R_1 > 47 \text{ k}\Omega$, z. B. $56 \text{ k}\Omega$.

Allgemeiner Hinweis: Alle Schaltungen sind bei entsprechender Dimensionierung auch in CMOS-Technik anwendbar, unter Verwendung nichtnegierender Gatter. Gegebenenfalls zwei NAND-Gatter in Kette schalten.

Dr. Alfred Tolk.

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

BCD-Dualwandler

Die Anordnung wandelt eine zweistellige binär kodierte Dezimalzahl (8-4-2-1-Kode) in die entsprechende Dualzahl um.

Wirkungsweise

Die Umwandlung erfolgt entsprechend dem Bildungsgesetz für die Dezimalzahl $Z_{10} = 10 Z_1 + Z_0$. Die Tetrade Z_1 wird mit 1010 (duale Darstellung von 10) multipliziert und dazu die niederwertige Tetrade addiert.

Die nicht benutzten Eingänge der Volladdierer liegen auf einem Potential, das der logischen 0 entspricht.

Peter Taege,

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

